

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-296118

(43)Date of publication of application : 24.10.2000

(51)Int.Cl. A61B 5/0452
A61B 5/0476
A61B 5/0488

(21)Application number : 11-106321

(71)Applicant : JAPAN SCIENCE & TECHNOLOGY
CORP
MATSUSHITA ELECTRIC IND CO
LTD

(22)Date of filing : 14.04.1999

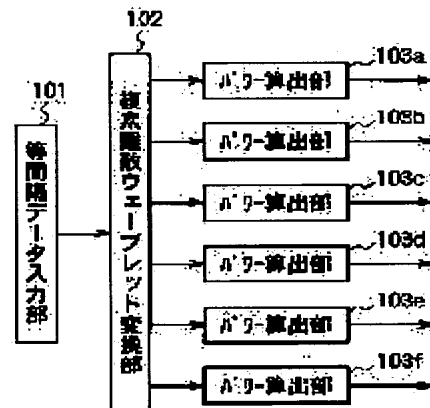
(72)Inventor : SHIMAZU MIKIO
OSHIMA SHUICHI

(54) METHOD AND DEVICE FOR ANALYZING LIVING BODY SIGNAL

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To calculate accurate power by dividing living body signal time series data of equal intervals in time generated from a living body signal into wavelet factors of the complex number of plural frequency bands by complex discrete wavelet conversion, and calculating power of a frequency component of the respective frequency bands.

SOLUTION: An equal interval data input part 101 is provided to input living body signal time series data such as heartbeat fluctuation time series data of equal intervals in time so that time series data from here is divided into wavelet factors of the complex number of one or more frequency bands by complex discrete wavelet conversion. Power of the respective frequency bands is calculated by a square of an absolute value of the wavelet factors of the complex number by power calculating parts 103a to 103f. Accordingly, power of a frequency component in a living body signal can be captured with high time resolution, and power of an input signal can be determined with high accuracy by reflecting only amplitude information by excluding phase information.



生体信号解析装置 100

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2000-296118
(P2000-296118A)

(43) 公開日 平成12年10月24日 (2000. 10. 24)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	テーマコード* (参考)		
A 6 1 B	5/0452	A 6 1 B	5/04	3 1 2 A	4 C 0 2 7
	5/0476			3 2 2	
	5/0488			3 3 0	

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 13 頁)

(21) 出願番号 特願平11-106321

(22) 出願日 平成11年4月14日 (1999. 4. 14)

(71) 出願人 396020800

科学技術振興事業団
埼玉県川口市本町4丁目1番8号

(71) 出願人 000005821

松下電器産業株式会社
大阪府門真市大字門真1006番地

(72) 発明者 島津 幹夫

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

(74) 代理人 100081813

弁理士 早瀬 憲一

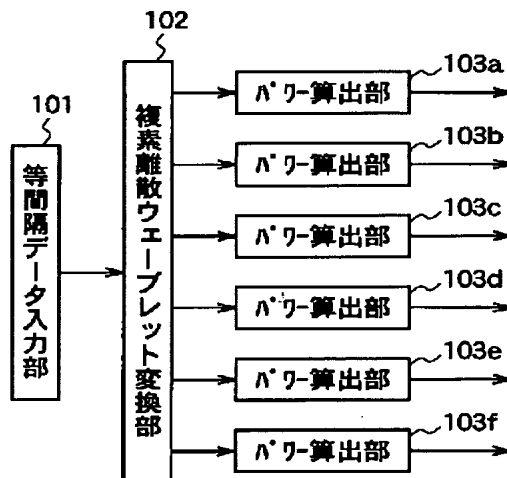
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 生体信号解析方法および装置

(57) 【要約】

【課題】 非定常の生体信号に含まれる周波数成分のパワーを、正確に、高い時間分解能で求める生体信号解析方法および装置を提供することを目的とする。

【解決手段】 時間的に等間隔の生体信号時系列データを、複素離散ウェーブレット変換により、一つ以上の周波数帯域の複素数のウェーブレット係数に分割し、得られた複素数のウェーブレット係数の絶対値の2乗によりパワーを算出して、生体信号に含まれる周波数成分のパワーの時間変動を求める。



生体信号解析装置 100

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 生体信号から生成された、時間的に等間隔の生体信号時系列データを解析する生体信号解析方法であって、

上記入力される時間的に等間隔の生体信号時系列データを読み込む等間隔データ入力ステップと、

上記等間隔データ入力ステップで読み込まれた時間的に等間隔の生体信号時系列データを、複素離散ウェーブレット変換により、一つ以上の周波数帯域の複素数のウェーブレット係数に分割する複素離散ウェーブレット変換ステップと、

上記複素離散ウェーブレット変換ステップで得られた一つ以上の周波数帯域の複素数のウェーブレット係数の絶対値の 2 乗により、各周波数帯域の周波数成分のパワーを算出し、生体信号に含まれる周波数成分のパワーの時間的変動を求めるパワー算出ステップと、
を備えたことを特徴とする生体信号解析方法。

【請求項 2】 請求項 1 に記載の生体信号解析方法において、

上記入力される時間的に等間隔の生体信号時系列データは、時間的に等間隔の心拍変動時系列データである、ことを特徴とする生体信号解析方法。

【請求項 3】 生体信号から生成された、時間的に等間隔の生体信号時系列データを解析する生体信号解析装置であって、

上記入力される時間的に等間隔の生体信号時系列データを読み込む等間隔データ入力手段と、

上記等間隔データ入力手段で読み込まれた時間的に等間隔の生体信号時系列データを、複素離散ウェーブレット変換により、一つ以上の周波数帯域の複素数のウェーブレット係数に分割する複素離散ウェーブレット変換手段と、

上記複素離散ウェーブレット変換手段で得られた一つ以上の周波数帯域の複素数のウェーブレット係数の絶対値の 2 乗により、各周波数帯域の周波数成分のパワーを算出し、生体信号に含まれる周波数成分のパワーの時間的変動を求めるパワー算出手段と、

を備えたことを特徴とする生体信号解析装置。

【請求項 4】 請求項 3 に記載の生体信号解析装置において、

上記入力される時間的に等間隔の生体信号時系列データは、時間的に等間隔の心拍変動時系列データである、ことを特徴とする生体信号解析装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、脳波、筋電、心拍変動等の生体信号に含まれる周波数成分のパワーを求める生体信号解析方法、及び生体信号解析装置に関し、特に、自律神経機能の検査や心理量の評価に用いることが可能な心拍変動の周波数成分のパワーを求める生体信号

解析方法および装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 従来、脳波や筋電、および心拍変動等の生体信号の周波数解析手法としては、FFT（高速フーリエ変換）やAR（自己回帰）モデル等が用いられ、それぞれの生体信号に含まれる特徴的な周波数成分の解析が行われてきた。

【0003】 ここで、従来の心拍変動の解析技術について説明する。周知のごとく、心臓は、交感神経と副交感神経の両自律神経によって拮抗的に支配されている。交感神経は促進的に作用して身体をより活動的な状態にし、逆に、副交感神経は抑制的に作用して身体をよりリラックスした状態にする。また、これらの自律神経の活動は、精神活動とも深い関わりがある。

【0004】 心拍変動を周波数解析すると、二つの主要な周波数成分が観察される。一つは低周波（LF：0.04～0.15 Hz）成分であり、これは主に交感神経と副交感神経の活動状態を反映する。もう一つは高周波（HF：0.15～0.45 Hz）成分であり、これは主に副交感神経の活動状態を反映する。また、LF/HF は、交感神経の活動状態の指標として提唱されている。従って、これらの周波数成分のパワーは、自律神経機能の検査（「循環器疾患と自律神経機能」医学書院を参照）や心理量の評価（特開平 8-280637 号公報、特開平 10-76012 号公報を参照）等に利用されている。

【0005】 図 3 は、心電図 R 波を用いて時間的に等間隔の心拍間隔時系列データの作成方法を説明するための図であり、図 3 (a) は、計測または記録された心電波形図、また図 3 (b) は、上記心電波形図における R 波の発生する時刻、及び R 波と次の R 波との時間差（心拍間隔 RRI）に基づいて生成された不等間隔時系列データを示す図、また図 3 (c) は、上記不等間隔時系列データにおける心拍間隔の間を補間して生成された時間的に等間隔の心拍間隔時系列データを示す図である。

【0006】 また図 8 は、上記時間的に等間隔の心拍間隔時系列データから従来の解析方法により、周波数成分のパワーを求める方法を説明するための図であり、図 8 (a) は、上記図 3 (c) の時間的に等間隔の心拍間隔時系列データを、秒単位の時系列で示した図、また図 8 (b) は、上記時間的に等間隔の心拍間隔時系列データから一定区間を切り出し、この一定区間に対し FFT を施して得られたパワースペクトル密度を示す図である。

【0007】 以下、図 3 及び図 8 を参照して、心拍変動に含まれる各周波数成分のパワーを求める方法について説明する。まず図 3 (a) の心電波形図において、R 波の発生した時刻を検出し、R 波と該 R 波の次に発生した R 波の発生時刻の時刻差による心拍間隔（RRI）を算出する。次に、各 RRI データを、各心拍間隔の後方で発生した R 波の時間的位置にプロットすると、時間的に不

等間隔の心拍間隔時系列データが生成される。そして、図 3 (c) に示すように、上記時間的に不等間隔の心拍間隔時系列データに対し、直線補間等を用いて、上記不等間隔時系列データを補間し、等間隔で再サンプリングすると、時間的に等間隔の心拍間隔時系列データが生成される。

【0008】このように生成された時間的に等間隔の心拍間隔時系列データから、図 8 (a) に示すように、一定の区間を切り出す。この切り出した一定区間のデータに対し、FFT (高速フーリエ変換) または AR (自己回帰モデル) 等の周波数解析手法を施し、パワースペクトル密度を得る。そして、低周波 (0.04 ~ 0.15 Hz)、及び高周波 (0.15 ~ 0.45 Hz) のそれぞれの周波数領域に合わせて、パワースペクトル密度を積分し、LF 成分、及び HF 成分のパワーを求める。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記従来の解析手法では、対象とする時系列データが定常性を有していることを前提として、FFT や AR 等を施し、周波数解析が行われているが、生体信号は、常時、様々な外的要因や精神状態等によって影響を受け変動するため、予め上記時系列データが定常性を有していることを前提として解析を行うことは妥当ではない。

【0010】また、上記従来の解析手法では、上記時系列データの各周波数成分のパワーは、該時系列データより時間的な一定区間でもって切り出した、該データのパワースペクトル密度を、各々所要の周波数領域内において積分したものである。このように、上記従来の解析手法による各周波数成分のパワーは、一定区間内での平均値として求められているもので、切り出した区間内での、各周波数成分のパワーの時間的な変動を把握することができない。ここで、切り出す区間を短くしたり、切り出す区間を少しずつずらして分析する方法も試みられているが、このためには、最低でも 1, 2 分程度のデータが必要である。従って、脳や筋肉や自律神経等の活動状態の急速な変化を、高い時間分解能で経時的に捕らえることには限界がある。

【0011】そこで、脳や筋肉や自律神経等の活動状態の経時的な変化を捉える方法として、上述の対象とする時系列データが定常性を有していることを前提として FFT や AR 等を施す従来の解析手法ではなく、対象とする時系列データが非定常状態の場合でも経時的変化の解析が可能なウェーブレット変換を用いる解析手法が考えられる。このウェーブレット変換の中で、効率的に入力信号を時間周波数平面に分解する手法に、離散ウェーブレット変換がある。離散ウェーブレット変換は、東京電機大学出版局から 1995 年 5 月 20 日に発行された榊原進著の「ウェーブレットビギナーズガイド」に示されているように、時間周波数解析手法であり、入力信号波形を複数の周波数帯域のウェーブレット係数に分割する

ことができる。また、この離散ウェーブレット変換により分割された各周波数帯域毎のウェーブレット係数は、異なる時間解像度を有しており、この時間解像度は、周波数帯域が高くなるほど最小時間解像度が高くなっている。なお、この離散ウェーブレット変換は、信号の雑音除去や画像圧縮に利用されている。

【0012】以下、離散ウェーブレット変換を用いて心拍変動の各周波数成分のパワーを求める方法について考察する。図 9 は、離散ウェーブレット変換を行うフィルタバンクの構成を示す図である。離散ウェーブレット変換は、離散時間高域通過フィルタと、離散時間低域通過フィルタ、及びダウンサンブラから成るフィルタバンクを用いて実現され、デジタル信号 $S_0(n)$ は、複数の周波数帯域のウェーブレット係数に分割される。なお図 9 では、デジタル信号 $S_0(n)$ を、6 つの周波数帯域のウェーブレット係数 $g_{-1}, g_{-2}, g_{-3}, g_{-4}, g_{-5}, g_{-6}$ に分割する場合のフィルタバンクの構成例を示している。このフィルタバンクより得られる各周波数帯域のウェーブレット係数は、それぞれの周波数帯域の周波数に対応した最小の時間解像度で求められている。従って、各周波数帯域のパワーは、このフィルタバンクより得られた各周波数帯域のウェーブレット係数の二乗を用いることが考えられる。

【0013】図 10 は、周波数 0.2 Hz の \sin 波を 5 Hz でサンプリングしたデジタル信号を、上記の離散ウェーブレット変換を用いた解析手法により解析した場合の結果を示している。入力デジタル信号のサンプリング周波数が 5 Hz の場合、離散ウェーブレット変換により分割したウェーブレット係数の各周波数帯域は、以下ようになる。

g_{-1} : 1.25 ~ 2.5 Hz

g_{-2} : 0.625 ~ 1.25 Hz

g_{-3} : 0.3125 ~ 0.625 Hz

g_{-4} : 0.15625 ~ 0.3125 Hz

g_{-5} : 0.07812 ~ 0.15625 Hz

g_{-6} : 0.03906 ~ 0.07812 Hz

【0014】図 10 を参照すると、入力信号の周波数 0.2 Hz に対応する g_{-4} の周波数帯域に大きなパワーが現れているが、パワーの値は時間と共に変動していることがわかる。入力信号は、振幅、周波数共に一定の \sin 波であるので、本来、時間方向にも一定のパワーが現れるべきである。しかしながら、離散ウェーブレット変換のウェーブレット係数は実数であるため、離散ウェーブレット変換のウェーブレット係数には、振幅情報と位相情報の両方が反映されることにより、各周波数帯域での入力信号とウェーブレットとの位相がずれる場合、離散ウェーブレット変換の、ウェーブレット係数の 2 乗の値は、時間的に変動してしまい、入力信号のパワーを正確に求めることができない。

【0015】また図 11 は、周波数が時間に比例して高

くなる \sin 波を 5 Hz でサンプリングしたデジタル信号を、上記の離散ウェーブレット変換を用いた解析手法により解析した場合の結果を示している。入力信号の周波数が連続的に変化して高くなっていくのに伴い、各周波数帯域のパワーの値も低い周波数帯域の g_{L} から高い周波数帯域の g_{H} へ滑らかに変化していかなければならないが、解析結果は滑らかな変動を示していない。このように、離散ウェーブレット変換を用いた場合、入力信号に含まれる周波数成分のパワーを正確に求めることができない。

【0016】本発明は、このような問題を解決するためになされたもので、生体信号に含まれる周波数成分のパワーの変化を高い時間分解能で捉えることができ、かつ、各周波数成分のパワーを正確に求めることができる生体信号解析方法および装置を提供することを目的とする。

【0017】

【課題を解決するための手段】上記の目的を達成するために、請求項1に記載の発明にかかる生体信号解析方法は、生体信号から生成された、時間的に等間隔の生体信号時系列データを解析する生体信号解析方法であって、上記入力される時間的に等間隔の生体信号時系列データを読み込む等間隔データ入力ステップと、上記等間隔データ入力ステップで読み込まれた時間的に等間隔の生体信号時系列データを、複素離散ウェーブレット変換により、一つ以上の周波数帯域の複素数のウェーブレット係数に分割する複素離散ウェーブレット変換ステップと、上記複素離散ウェーブレット変換ステップで得られた一つ以上の周波数帯域の複素数のウェーブレット係数の絶対値の2乗により、各周波数帯域の周波数成分のパワーを算出し、生体信号に含まれる周波数成分のパワーの時間的変動を求めるパワー算出ステップと、を備えたことを特徴とするものである。

【0018】また請求項2にかかる生体信号解析方法は、請求項1に記載の生体信号解析方法において、上記入力される時間的に等間隔の生体信号時系列データは、時間的に等間隔の心拍変動時系列データである、ことを特徴とするものである。

【0019】また請求項3に記載の発明にかかる生体信号解析装置は、生体信号から生成された、時間的に等間隔の生体信号時系列データを解析する生体信号解析装置であって、上記入力される時間的に等間隔の生体信号時系列データを読み込む等間隔データ入力手段と、上記等間隔データ入力手段で読み込まれた時間的に等間隔の生体信号時系列データを、複素離散ウェーブレット変換により、一つ以上の周波数帯域の複素数のウェーブレット係数に分割する複素離散ウェーブレット変換手段と、上記複素離散ウェーブレット変換手段で得られた一つ以上の周波数帯域の複素数のウェーブレット係数の絶対値の2乗により、各周波数帯域の周波数成分のパワーを算出

し、生体信号に含まれる周波数成分のパワーの時間的変動を求めるパワー算出手段と、を備えたことを特徴とするものである。

【0020】また請求項4にかかる生体信号解析装置は、請求項3に記載の発明にかかる生体信号解析装置において、上記入力される時間的に等間隔の生体信号時系列データは、時間的に等間隔の心拍変動時系列データである、ことを特徴とするものである。

【0021】

10 【発明の実施の形態】（実施の形態1）図1は本発明の実施の形態に係わる生体信号解析装置100の構成を示すブロック図である。本実施の形態1の生体信号解析装置100は、時間的に等間隔の生体信号時系列データを入力する等間隔データ入力部101と、等間隔データ入力部101からの時間的に等間隔の生体信号時系列データを、複素離散ウェーブレット変換により一つ以上の周波数帯域の複素数のウェーブレット係数に分割する複素離散ウェーブレット変換部102と、複素離散ウェーブレット変換部102から入力された複素数のウェーブレット係数の絶対値の2乗により各周波数帯域のパワーを算出するパワー算出部103a～103fとを有している。

20 【0022】また図4は、上記複素離散ウェーブレット変換部102の構成を示すブロック図である。複素離散ウェーブレット変換部102は、複素数のフィルタ係数を持ち、高域の周波数帯域の信号を通過させる複素数離散時間高域通過フィルタHc211a～211fと、複素数のフィルタ係数を持ち、低域の周波数帯域の信号を通過させる複素数離散時間低域通過フィルタGc221a～221fと、周波数帯域の信号を1サンプルおきに間引いて出力するダウンサンプラ251a～251fとを有したフィルタバンクであり、1つの複素数離散時間高域通過フィルタHc211とダウンサンプラ251、及び1つの複素数離散時間低域通過フィルタGc221とダウンサンプラ251を1組のフィルタ単位とし、このフィルタ単位を、分割する各周波数帯域のウェーブレット係数の数に合わせて複数接続されている。

30 【0023】また、上記フィルタ単位の出力のうち、複素数離散時間高域通過フィルタHc211に接続されたダウンサンプラ251からはウェーブレット係数が出力され、複素数離散時間低域通過フィルタGc221に接続されたダウンサンプラ251からは平滑化信号が出力され、この平滑化信号は後段のフィルタ単位に通される。

40 【0024】このように、複素離散ウェーブレット変換部102では、上記複素数離散時間高域通過フィルタHc211a～211f及びダウンサンプラ251a～251fと、上記複素数離散時間低域通過フィルタGc221a～221f及びダウンサンプラ251g～251lとが組み合わせられて構成され、入力信号S₀200

は、上記複素離散ウェーブレット変換部102を通過することにより、複数の周波数帯域の複素数のウェーブレット係数 w_{-1} (231) ~ w_{-6} (236) に分割される。また、この複素離散ウェーブレット変換により得られる各周波数帯域毎のウェーブレット係数は、それぞれの周波数帯域の周波数に対応した最小の時間解像度で求められる。

【0025】なお、本実施の形態1では、デジタル(離散)入力信号 S_{200} のサンプリング周波数を5 Hzとし、複素離散ウェーブレット変換により、入力信号 S_{200} から6つの周波数帯域の複素数のウェーブレット係数 w_{-1} (231) ~ w_{-6} (236) が得られた場合を説明する。なお、デジタル(離散)入力信号 S_{200} のサンプリング周波数が5 Hzの場合、複素数のウェーブレット係数 w_{-1} ~ w_{-6} の各周波数帯域は、以下ようになる。

w_{-1} : 1.25 ~ 2.5 Hz

w_{-2} : 0.625 ~ 1.25 Hz

w_{-3} : 0.3125 ~ 0.625 Hz

w_{-4} : 0.15625 ~ 0.3125 Hz

w_{-5} : 0.07812 ~ 0.15625 Hz

w_{-6} : 0.03906 ~ 0.07812 Hz

【0026】次に、生体信号の解析の処理手順を説明する。図2は、心拍間隔の変動を解析する場合の処理手順を示すフローチャートである。まず、解析の対象であるデジタル(離散)入力信号 S_{200} は、心電図データより生成された、時間的に等間隔の心拍変動時系列データであり、以下のように生成される。具体的に、まず図3(a)の心電図データが読み込まれる(ステップ

1)。次に、図3(a)の心電波形図において、R1からR6波の各R波の発生した時刻が検出される(ステップ2)。

【0027】そして、R波の発生時刻と該R波の次に発生したR波の発生時刻との時刻差により心拍間隔(RR I)が算出される(ステップ3)。具体的には、R1波の発生時刻と、R2波の発生時刻との時刻差によるRR I1、R2波とR3波の各発生時刻の時刻差によるRR I2、R3波とR4波の各発生時刻の時刻差によるRR I3、R4波とR5波の各発生時刻の時刻差によるRR I4、R5波とR6波の各発生時刻の時刻差によるRR I5、が算出される。

【0028】次に、算出された上記RR I1からRR I5のデータを、各心拍間隔の後方で発生したR波の時間的位置にプロットすると、時間的に不等間隔の心拍間隔時系列データ(図3(b))が生成される。具体的には、R1波と該R1波の次に発生するR2波によるRR I1データを、R2波の発生した時刻にプロットする。以下同様に、RR I2 ~ RR I5の各データをR3 ~ R6波の各発生時刻にそれぞれプロットする。

【0029】そして、上記時間的に不等間隔の心拍間隔

時系列データに対し、直線補間等を用いて、上記不等間隔時系列データを補間し、等間隔で再サンプリングすると、時間的に等間隔の心拍間隔時系列データ(図3(c))が生成される(ステップ4)。このように、ステップ1からステップ4により時間的に等間隔の心拍間隔時系列データが生成される。続いて、ステップ5以下では、生成された時間的に等間隔の心拍間隔時系列データが、複素離散ウェーブレット変換により、複数の周波数帯域に分割されて、周波数成分のパワーが求められるが、これらの処理は、図1に示す生体信号解析装置100で行われる。

【0030】以下、生体信号解析装置100の動作を説明する。時間的に等間隔の心拍変動時系列データ S_{200} は、生体信号解析装置100に入力される(ステップ5)。等間隔データ入力部101では、入力された上記等間隔心拍変動時系列データ S_{200} が読み込まれ、複素離散ウェーブレット変換部102へ出力される。

【0031】複素離散ウェーブレット変換部102では、入力された等間隔心拍変動時系列データ S_{200} は、複素離散ウェーブレット変換により、一つ以上の周波数帯域の複素数のウェーブレット係数、すなわち w_{-1} (231)、 w_{-2} (232)、 w_{-3} (233)、 w_{-4} (234)、 w_{-5} (235)、 w_{-6} (236)の6つの周波数帯域の複素数のウェーブレット係数に分割され(ステップS6)、分割された複素数の離散ウェーブレット係数より、順次、103aから103fの各パワー算出部103へ出力される。具体的には、複素数のウェーブレット係数 w_{-1} (231)は、パワー算出部103aへ出力される。また複素数のウェーブレット係数 w_{-2} (232)は、パワー算出部103bへ出力される。同様に、複素数のウェーブレット係数 w_{-3} (233)は、パワー算出部103cへ、複素数のウェーブレット係数 w_{-4} (234)は、パワー算出部103dへ、複素数のウェーブレット係数 w_{-5} (235)は、パワー算出部103eへ、複素数のウェーブレット係数 w_{-6} (236)は、パワー算出部103fへ出力される。

【0032】各パワー算出部103a ~ 103fでは、複素離散ウェーブレット変換部102より複素数のウェーブレット係数が入力されると、各周波数帯域のパワー $P_i(n)$ が算出され(ステップ7)、算出された各周波数帯域のパワー値は、各パワー算出部103a ~ 103fより出力される。なお、上記パワー値 $P_i(n)$ は、

【0033】

【数1】

$$P_i(n) = |w_{-i}(n)|^2$$

に示すように、各周波数帯域の複素数のウェーブレット係数の絶対値の2乗により算出される。このように、入力信号 S_{200} は、複素離散ウェーブレット変換によ

り複数の周波数帯域の複素数のウェーブレット係数に分割され、各周波数帯域の複素数のウェーブレット係数の絶対値の2乗により、各周波数帯域のパワーが算出される。

【0034】また、心拍変動の二つの主要な成分であるLF成分とHF成分のパワーを求める場合は、LF成分及びHF成分の各周波数帯域に対応する複素分散ウェーブレット係数のパワーを加算して求める(ステップ8)。具体的には、LF成分は、周波数帯域(0.04~0.15Hz)に対応するウェーブレット係数 w_{L} および w_{H} のパワー P_{L} および P_{H} を加算して求める。またHF成分は、周波数帯域(0.15~0.45Hz)に対応するウェーブレット係数 w_{L} および w_{H} のパワー P_{L} および P_{H} を加算して求める。

【0035】また、上記複素分散ウェーブレット変換部102の動作を詳述する。まず、入力信号 S_{200} が複素分散時間高域通過フィルタ H_{c211a} 及びダウンサンプラ251aを通過することにより、ウェーブレット係数 w_{L} (231)が得られる。

【0036】また、上記入力信号 S_{200} が、複素分散時間低域通過フィルタ G_{c221a} 及びダウンサンプラ251gを通過することにより、平滑化信号 s_{L} (241)が得られ、この平滑化信号 s_{L} (241)が、複素分散時間高域通過フィルタ H_{c211b} 及びダウンサンプラ251bを通過することにより、ウェーブレット係数 w_{H} (232)が得られる。

【0037】また同様に、上記平滑化信号 s_{L} (241)が、複素分散時間低域通過フィルタ G_{c221b} 及びダウンサンプラ251hを通過することにより、平滑化信号 s_{H} (242)が得られ、この平滑化信号 s_{H} (242)が、複素分散時間高域通過フィルタ H_{c211c} 及びダウンサンプラ251cを通過することにより、ウェーブレット係数 w_{L} (233)が得られる。

【0038】以下同様に、上記平滑化信号 s_{H} (242)から、複素分散時間低域通過フィルタ G_{c221c} 及びダウンサンプラ251iと、複素分散時間高域通過フィルタ H_{c211d} 及びダウンサンプラ251dにより、平滑化信号 s_{L} (243)を経て、ウェーブレット係数 w_{H} (234)が得られ、上記平滑化信号 s_{L} (243)から、複素分散時間低域通過フィルタ G_{c221d} 及びダウンサンプラ251jと、複素分散時

$$C_{\phi} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\phi(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega$$

で表されるアドミッシブル条件が満たされなければならない。ただし、 ϕ は Ψ のフーリエ変換である。また、分散ウェーブレット変換は、座標 $(b, 1/a)$ を二つの整数 j, k により、

【0045】

【数5】

間高域通過フィルタ H_{c211e} 及びダウンサンプラ251eにより、平滑化信号 s_{L} (244)を経て、ウェーブレット係数 w_{L} (235)が得られ、上記平滑化信号 s_{L} (244)から、複素分散時間低域通過フィルタ G_{c221e} 及びダウンサンプラ251kと、複素分散時間高域通過フィルタ H_{c211f} 及びダウンサンプラ251fにより、平滑化信号 s_{H} (245)を経て、ウェーブレット係数 w_{H} (236)が得られる。

【0039】このように、入力信号 S_{200} は、上記複素分散時間高域通過フィルタ $H_{\text{c211a}} \sim 211f$ 及びダウンサンプラ251a~251fと、上記複素分散時間低域通過フィルタ $G_{\text{c221a}} \sim 221f$ 及びダウンサンプラ251g~251lとが組み合わされて構成される複素分散ウェーブレット変換部102を通過すると、6つの周波数帯域のウェーブレット係数 w_{L} (231)~ w_{H} (236)に分割される。

【0040】ここで、複素分散ウェーブレット変換について、連続ウェーブレット変換及び分散ウェーブレット変換を用いて説明する。

【0041】まず、連続ウェーブレット変換は、入力信号を $S(t)$ とすると、

【0042】

【数2】

$$(W_{\psi}S)(b,a) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) s(t) dt$$

のように定義される。ここで、 $\Psi(x)$ はマザー・ウェーブレットであり、入力信号 $S(t)$ を、時間 b とスケール(周波数) a 平面に分解することができる。また、逆ウェーブレット変換は、

【0043】

【数3】

$$s(t) = \frac{1}{C_{\psi}} \iint (W_{\psi}S)(b,a) \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \frac{da db}{a^2}$$

のように定義され、ウェーブレット変換から元の信号 $S(t)$ を復元することができる。なお、(数3)の右边が定義できるためには、

【0044】

【数4】

(ψ は Ψ のフーリエ変換)

$$(b, 1/a) = (2^{-j}k, 2^j)$$

のように離散化することによって実現される。ここで、(数2)のウェーブレット変換を、

【0046】

【数6】

11

$$(W_{\psi} s)(b, a) = d_k^{(j)}$$

のように表すと、離散ウェーブレット変換は、

【0047】

【数7】

$$d_k^{(j)} = 2^j \int_{-\infty}^{\infty} \psi^*(2^j t - k) s(t) dt$$

のように表される。また、離散ウェーブレット逆変換は、(数3)の逆ウェーブレット変換から、

【0048】

【数8】

$$s(t) \sim \sum_j \sum_k d_k^{(j)} \psi(2^j t - k)$$

のように表される。ここで、(数8)に示す離散ウェーブレット逆変換の右辺の一部を、

【0049】

【数9】

$$g_j(t) = \sum_k d_k^{(j)} \psi(2^j t - k)$$

のように書き、離散ウェーブレット逆変換 $S_j(t)$ を

【0050】

【数10】

$$s_j(t) = g_{j-1}(t) + g_{j-2}(t) + \dots$$

のように定義する。このとき、信号 $S_j(t)$ がその補間関数 $S_0(t)$ と見なせる場合、(数10)は、

【0051】

【数11】

$$s_0(t) = g_{-1}(t) + g_{-2}(t) + \dots$$

のように表せる。これは、信号 $S_0(t)$ が、離散ウェーブレット変換によって、ウェーブレット係数 $g_{-1}(t)$ 、 $g_{-2}(t)$ 、…に分解されることに対応している。具体的には、離散ウェーブレット変換では、図9に示す離散ウェーブレット変換のフィルタバンクにより、入力信号 $S_0(t)$ を2のべき乗の周波数成分に分解する。

【0052】複素離散ウェーブレット変換は、上記離散ウェーブレット変換(数7)におけるウェーブレット ψ を複素数とした離散ウェーブレット変換であり、図4における高域及び低域のフィルタも、複素数のフィルタ係数からなる。

【0053】つまり、複素離散ウェーブレット変換では、離散ウェーブレット変換と同様に、入力信号 $S_0(t)$ が、複数の周波数帯域のウェーブレット係数に分解されるが、離散ウェーブレット変換では、フィルタ係数は実数であるのに対し、複素離散ウェーブレット変換では、フィルタ係数は複素数である点異なる。このため、複素離散ウェーブレット変換では、入力信号 $S_0(t)$ が、実数である場合も、得られるウェーブレット係数は複素数となる。ここで、複素数のウェーブレット係数 $w_{-1}(n)$ は、虚数単位を i 、 $w_{-1}(n)$ の実数部を x 、 $w_{-1}(n)$ の虚

12

数部を y 、 $w_{-1}(n)$ の絶対値を r 、偏角を θ 、とすると、

【0054】

【数12】

$$w_{-1}(n) = x + iy = r \cos \theta + i r \sin \theta = r e^{i\theta}$$

と表され、この式から容易に理解されるように、複素数のウェーブレット係数の絶対値の2乗によって得られる、各周波数成分のパワーは、位相情報が除外されて振幅情報のみが反映された値となる。これにより、複素離散ウェーブレット変換では、入力信号 $S_0(t)$ の位相が、ウェーブレットの位相とずれる場合であっても、複素数のウェーブレット係数の絶対値の2乗によるパワーは、振幅情報のみが反映された値となるので、正確なパワーを求めることができる。

【0055】なお、複素離散ウェーブレット変換は、これまでに画像の動き評価に用いられている(参考文献: J. Magarey and N. Kingsbury 「MOTION ESTIMATION USING COMPLEX WAVELETS」 Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing, VOL. 4 pp. 2371-2374 1996)。

20 【0056】次に、本実施の形態1による生体信号解析方法および生体信号解析装置を用いて行った生体信号の解析結果について説明する。

【0057】図5は、周波数0.2Hzのsin波を5Hzでサンプリングしたデジタル信号を、本実施の形態1における生体信号解析装置100を用いて解析した場合の結果を示している。図5を参照すると、入力信号の周波数0.2Hzを含む周波数帯域のウェーブレット係数 w_{-1} のパワー P_1 に一定のパワー(約0.5)が現れていることがわかる。入力信号の振幅値は1であり、この時の入力信号のパワーは0.5であるので、正しいパワーを算出できていることがわかる。

【0058】また図6は、周波数が時間に比例して高くなるsin波を5Hzでサンプリングしたデジタル信号を、本実施の形態1における生体信号解析装置100を用いて解析した場合の結果を示している。この図6を参照すると、入力信号の周波数が連続的に変化していくに伴い、各周波数帯域のパワーが低い周波数帯域の P_0 から高い周波数帯域の P_1 へ滑らかに変化していく様子が捉えられていることがわかる。

40 【0059】また図7は、被験者が10分間エルゴメーターで運動し、その後20分間安静座位を保った場合の心電図を計測し、本実施の形態1における生体信号解析装置100によりHF成分、LF成分のパワーおよびLF/HFを求めた結果を示している。この図7を参照すると、副交感神経の活動状態を反映するHF成分のパワーは、運動と共に低下し、運動停止後、徐々に回復しており、副交感神経の運動前後の活動の様子が忠実に捉えられていることがわかる。また、交感神経の活動状態の指標とされるLF/HFは、運動中および運動停止後10分間ほどは高い値を示し、運動後もしばらくは交感神

50

経が優位な状態が持続していることがわかる。

【0060】以上のようにして、本実施の形態1における生体信号解析方法および装置によれば、心電図データから生成された時間的に等間隔の心拍間隔時系列データは、複素離散ウェーブレット変換により、複数の周波数帯域の複素数のウェーブレット係数に分割され、分割された上記複素数のウェーブレット係数の絶対値の2乗からパワーが算出される。このとき、得られる各周波数帯域のウェーブレット係数は、それぞれの周波数帯域の周波数に対応した最小の時間解像度で求められるため、生体信号に含まれる周波数成分のパワーを高い時間分解能で捉えることができ、しかも、周波数成分のパワーは、上記複素数のウェーブレット係数の絶対値の2乗により求めるため、位相情報が除外されて振幅情報のみが反映されることとなり、各周波数帯域において入力信号とウェーブレットとの位相がずれても正確な入力信号のパワーが求められ、これにより入力信号のパワーを高精度に求めることができる。

【0061】なお、本実施の形態1では、時間的等間隔の生体信号時系列データが心拍変動時系列データであり、心拍変動に含まれる周波数成分のパワーを求める場合を説明したが、本発明はこれに限定されるものではなく、時間的等間隔の生体信号時系列データとして、時間的に等間隔で計測された脳波や筋電、脈波を解析することも可能であり、その場合、脳波や筋電、脈波に含まれる周波数成分のパワーの時間的変動を正確に求めることができる。

【0062】また、上記実施の形態1では、心拍変動時系列データを得るために、心電図を計測し、そのR波から心拍間隔を算出するように構成されているが、本発明は、これに限定されるものではなく、脈波や心音のピーク値等の心拍間隔を算出し得るその他の生体信号を用いることも可能である。

【0063】また、上記実施の形態1では、時間的に等間隔の心拍間隔時系列データのサンプリングレートを5Hzとし、複素離散ウェーブレット変換によって6つの周波数帯域に分割する場合を説明したが、本発明では、このサンプリングレートと、分割する周波数帯域数とは、共にこれらに限定されるものではない。

【0064】

【発明の効果】請求項1に記載の生体信号解析方法によれば、生体信号から生成された、時間的に等間隔の生体信号時系列データを解析する生体信号解析方法であって、上記入力される時間的に等間隔の生体信号時系列データを読み込む等間隔データ入力ステップと、上記等間隔データ入力ステップで読み込まれた時間的に等間隔の生体信号時系列データを、複素離散ウェーブレット変換により、一つ以上の周波数帯域の複素数のウェーブレット係数に分割する複素離散ウェーブレット変換ステップと、上記複素離散ウェーブレット変換ステップで得られ

た一つ以上の周波数帯域の複素数のウェーブレット係数の絶対値の2乗により、各周波数帯域の周波数成分のパワーを算出し、生体信号に含まれる周波数成分のパワーの時間的変動を求めるパワー算出ステップと、を備えたものとしたので、生体信号に含まれる周波数成分のパワーを高い時間分解能で捉えることができ、しかも、各周波数帯域において入力信号とウェーブレットとの位相がずれても、正確な入力信号のパワーが求められ、入力信号のパワーを高精度に求めることができるという効果を有する。

【0065】また請求項2にかかる生体信号解析方法によれば、請求項1に記載の生体信号解析方法において、上記入力される時間的に等間隔の生体信号時系列データは、時間的に等間隔の心拍変動時系列データであるものとしたので、心拍変動に含まれる周波数成分のパワーを正確に求めることができ、急速な自律神経の反応を高い時間分解能で捉えることができるという効果を有する。

【0066】また請求項3に記載の発明にかかる生体信号解析装置によれば、生体信号から生成された、時間的に等間隔の生体信号時系列データを解析する生体信号解析装置であって、上記入力される時間的に等間隔の生体信号時系列データを読み込む等間隔データ入力手段と、上記等間隔データ入力手段で読み込まれた時間的に等間隔の生体信号時系列データを、複素離散ウェーブレット変換により、一つ以上の周波数帯域の複素数のウェーブレット係数に分割する複素離散ウェーブレット変換手段と、上記複素離散ウェーブレット変換手段で得られた一つ以上の周波数帯域の複素数のウェーブレット係数の絶対値の2乗により、各周波数帯域の周波数成分のパワーを算出し、生体信号に含まれる周波数成分のパワーの時間的変動を求めるパワー算出手段と、を備えたものとしたので、生体信号に含まれる周波数成分のパワーを高い時間分解能で捉えることができ、しかも、各周波数帯域において入力信号とウェーブレットとの位相がずれても、正確な入力信号のパワーが求められ、入力信号のパワーを高精度に求めることができるという効果を有する。

【0067】また請求項4にかかる生体信号解析装置によれば、請求項3に記載の発明にかかる生体信号解析装置において、上記入力される時間的に等間隔の生体信号時系列データは、時間的に等間隔の心拍変動時系列データであるものとしたので、心拍変動に含まれる周波数成分のパワーを正確に求めることができ、急速な自律神経の反応を高い時間分解能で捉えることができるという効果を有する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施形態に係る生体信号解析装置の構成を示すブロック図である。

【図2】図1に示す生体信号解析装置において、心拍変動の解析を行う場合の処理手順を示すフローチャートで

10

20

30

40

50

ある。

【図 3】心電図 R 波を用いて心拍間隔時系列データを求める方法を説明するための図であり、図 3 (a) は、計測または記録された心電波形図、図 3 (b) は、上記心電波形図における R 波の発生する時刻、及び R 波と次の R 波との時間差（心拍間隔 R R I）に基づいて生成された不等間隔時系列データを示す図、図 3 (c) は、上記不等間隔時系列データにおける心拍間隔の間を補間して生成された時間的に等間隔の心拍間隔時系列データを示す図である。

【図 4】デジタル入力信号を 6 つの周波数帯域に分割する場合の、複素離散ウェーブレット変換部 102 の構成を示す図である。

【図 5】本実施形態の生体信号解析装置を用いて、一定周波数の \sin 波を解析した結果を示す図である。

【図 6】本実施形態の生体信号解析装置を用いて、周波数が時間に比例して高くなる \sin 波を解析した結果を示す図である。

【図 7】本実施形態の生体信号解析装置を用いて実際の心電図データを解析した結果を示す図である。

【図 8】従来の生体信号解析方法により、周波数成分のパワーを求める方法を説明するための図であり、図 8 (a) は、時間的に等間隔の心拍間隔時系列データを、秒

単位の時系列で示した図、図 8 (b) は、上記時間的に等間隔の心拍間隔時系列データから切り出した一定区間に対し、FFT を施して得られたパワースペクトル密度を示す図である。

【図 9】従来の離散ウェーブレット変換において、デジタル入力信号を 6 つの周波数帯域に分割する場合のフィルタバンクの構成例を示す図である。

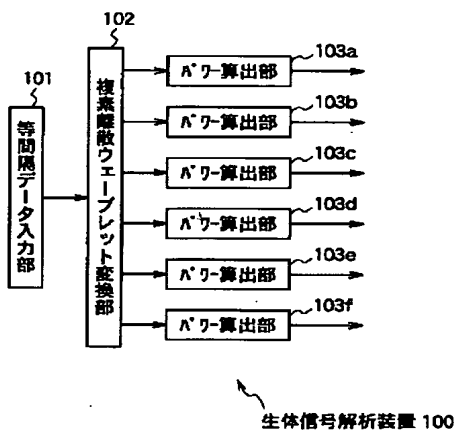
【図 10】従来の離散ウェーブレット変換による解析方法を用いて、一定周波数の \sin 波を解析した結果を示す図である。

【図 11】従来の離散ウェーブレット変換による解析方法を用いて、周波数が時間に比例して高くなる \sin 波を解析した結果を示す図である。

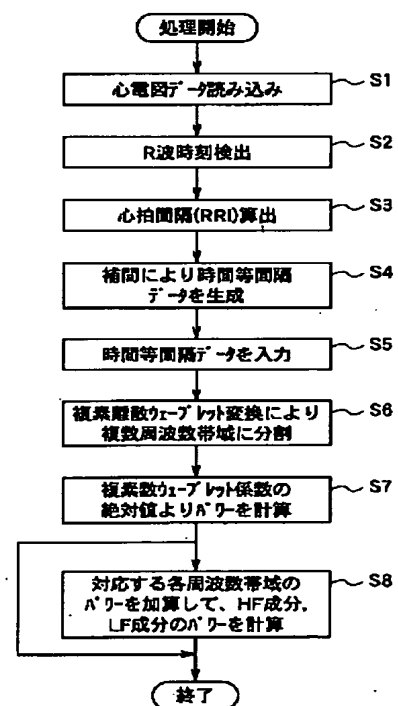
【符号の説明】

- 101 等間隔データ入力部
- 102 複素離散ウェーブレット変換部
- 103 パワー算出部
- 200 デジタル入力信号
- 211 複素数離散時間高域通過フィルタ
- 221 複素数離散時間低域通過フィルタ
- 231～236 ウェーブレット係数
- 241～246 平滑化信号
- 251 ダウンサンプラ

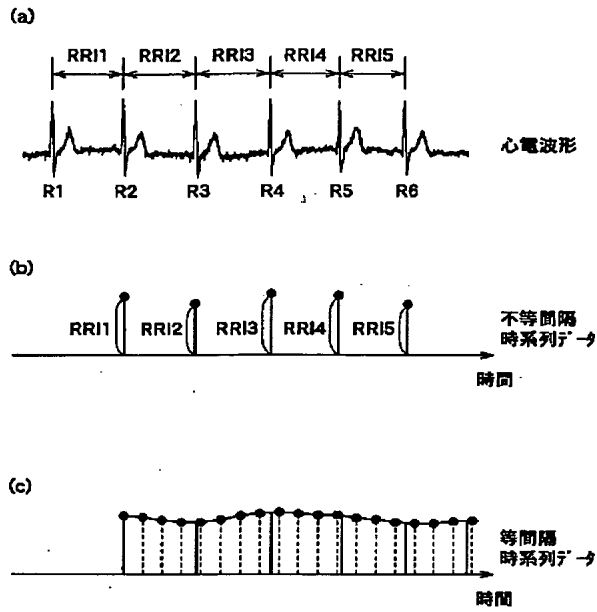
【図 1】



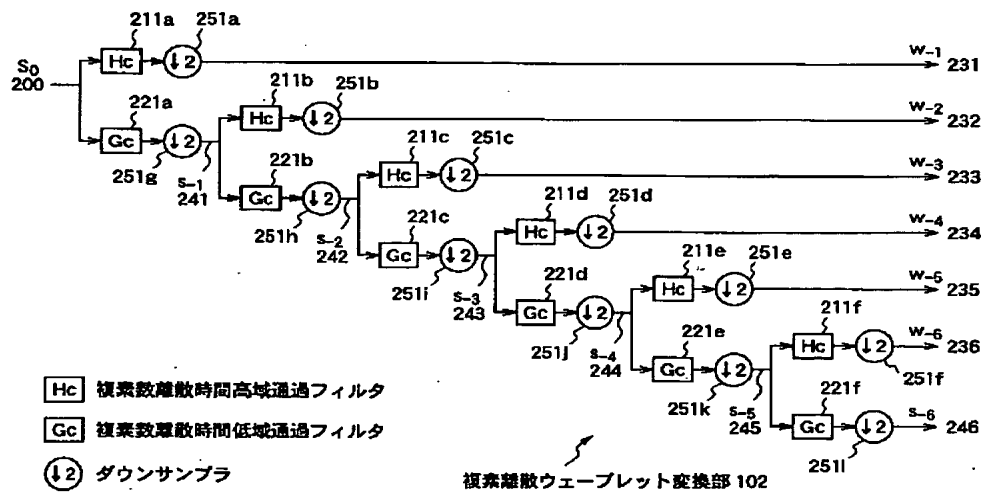
【図 2】



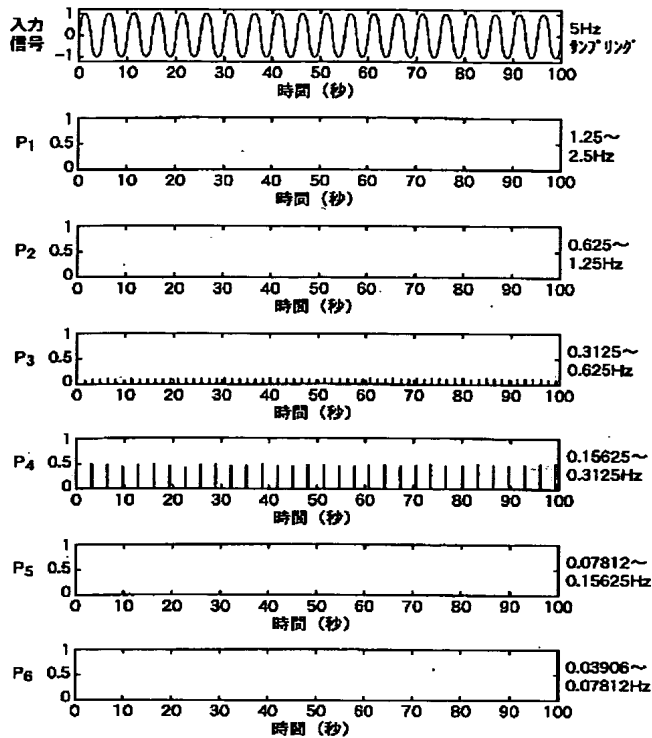
【図 3】



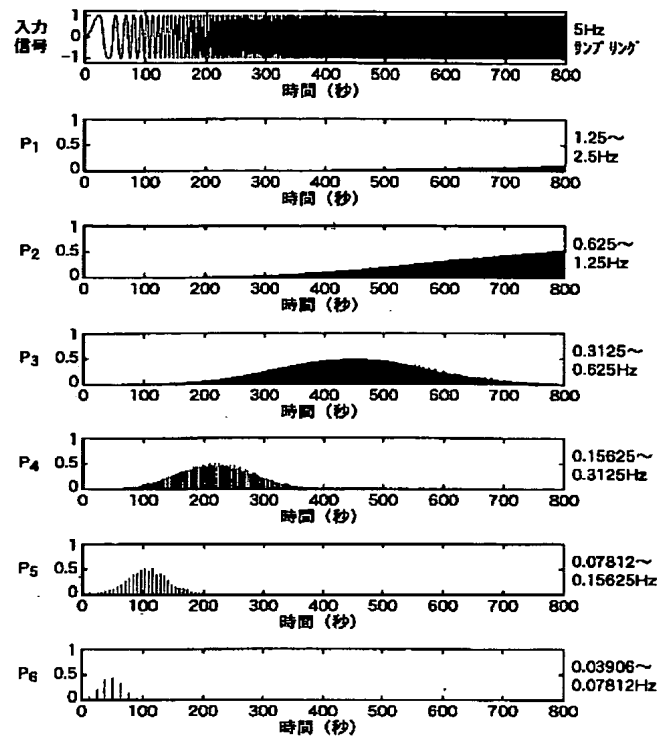
【図 4】



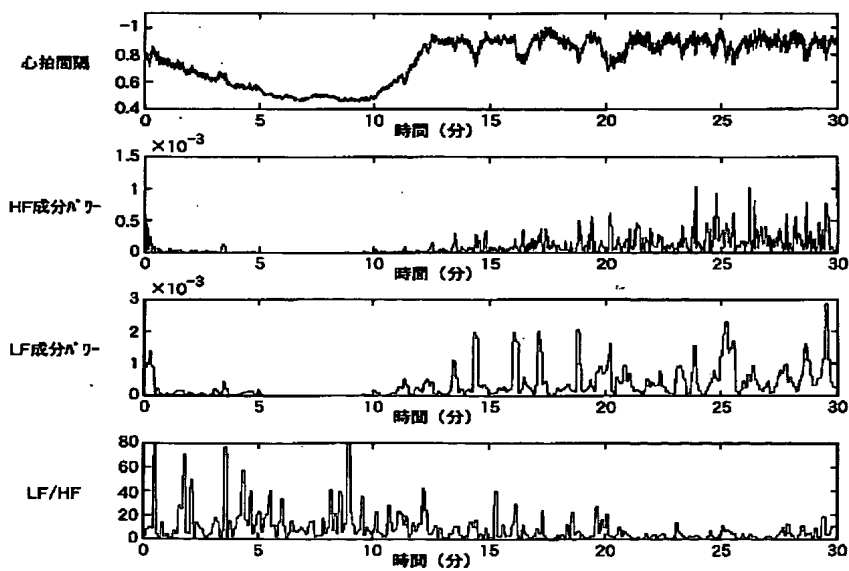
【図 5】



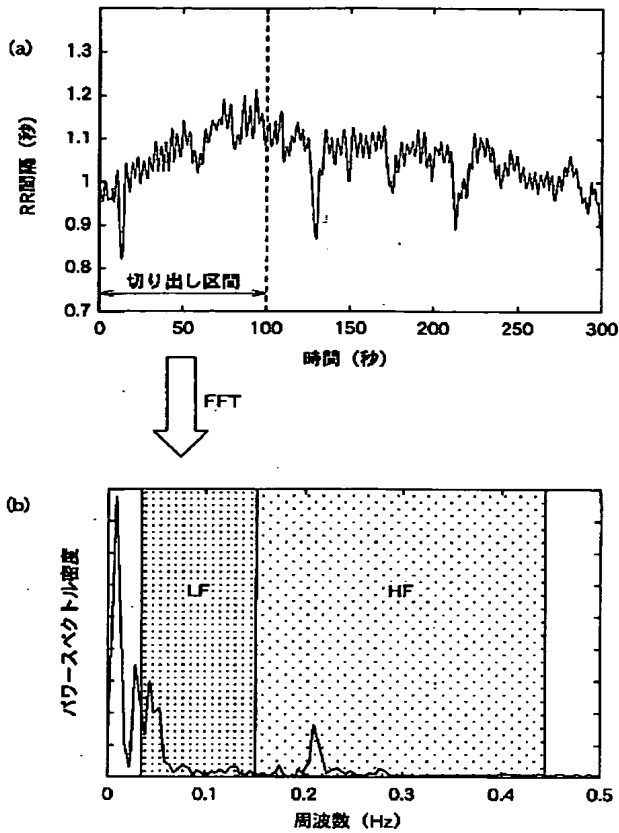
【図 6】



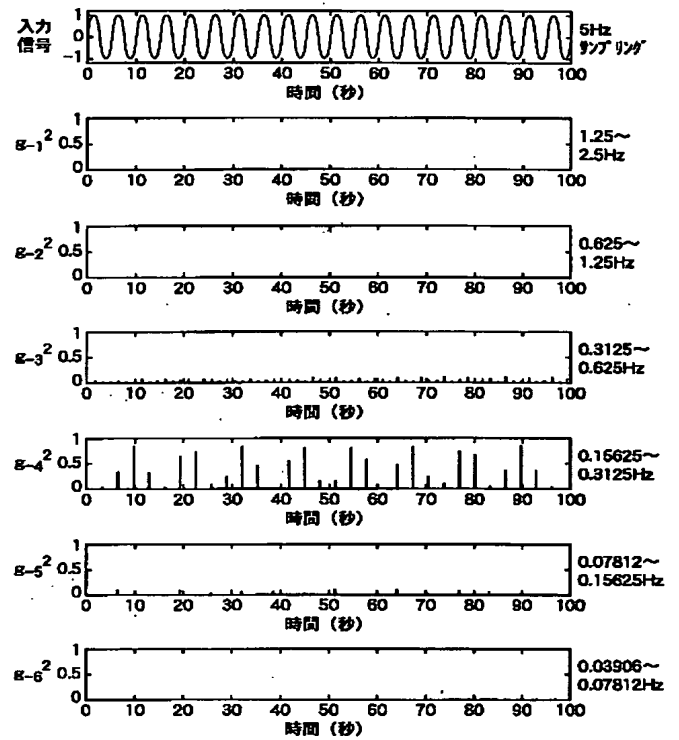
【図 7】



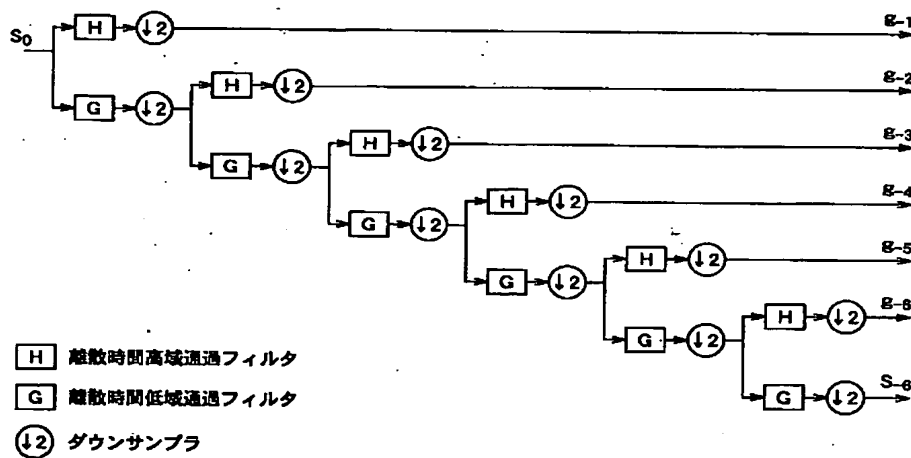
【図 8】



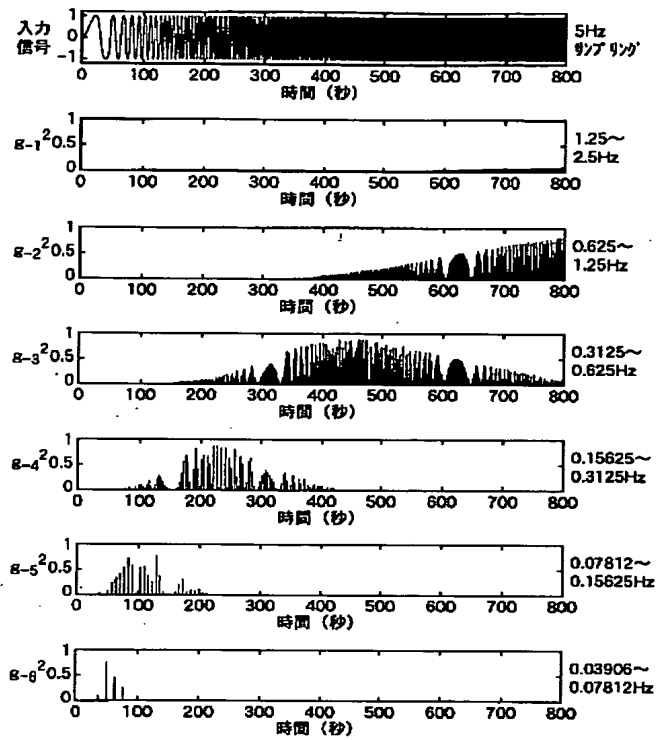
【図 10】



【図 9】



【図 11】



フロントページの続き

(72)発明者 尾島 修一

大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器
産業株式会社内

Fターム(参考) 4C027 AA02 AA03 AA04 FF01 FF02
FF09 GG00 GG02 GG05 GG11